

# SISTEMA RECEPTOR CON MEZCLADOR SUBARMÓNICO Y ANTENA INTEGRADA

Naima Amar<sup>(1)</sup>, Lorena Cabria<sup>(1)</sup>, José A. García<sup>(1)</sup>, Antonio Tazón<sup>(1)</sup>, Mohamed Boussouis<sup>(2)</sup>.

[Nai\\_amar@dicom.unican.es](mailto:Nai_amar@dicom.unican.es), [lorena@dicom.unican.es](mailto:lorena@dicom.unican.es), [joseangel.garcia@unican.es](mailto:joseangel.garcia@unican.es), [antonio.tazon@unican.es](mailto:antonio.tazon@unican.es), [boussouis@menara.ma](mailto:boussouis@menara.ma)

<sup>(1)</sup> Dpto. Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. Avda. Los Castros S/N. 39005-Santander.

<sup>(2)</sup> Faculté de Sciences. Univ. Abdelmalek Essaadi. Tetuán - Marruecos.

**Abstract-** In this paper, an unbiased mixing antenna for wireless receiver applications is proposed. Thanks to the proper integration of a resistive subharmonic mixer in a five-patch series arrangement, a -4.47 dB isotropic conversion loss was obtained without the need for batteries. The selected printed structure behaves not only as a 1850 MHz band antenna, but also as a stepped-impedance lowpass filter, rejecting the LO component while allowing the IF signal extraction. Unbiased operation is assured taking advantage of the low positive threshold voltage of Enhancement-mode PHEMT devices. Experimental results show the validity of the proposed solution for low cost and compact wireless reception.

## I. INTRODUCCIÓN

En estos últimos años se ha visto aumentar el interés por el desarrollo de radiadores activos que sean a la vez compactos, de bajo coste y reconfigurables [1], [2], para su utilización en los sistemas de comunicaciones de última generación. Como demuestran un gran número de autores [3], [4], las antenas activas impresas aparecen como una técnica muy prometedora para este tipo de aplicaciones, ya que combinan las propiedades radiantes de dichas estructuras con las capacidades de procesamiento de señal y reconfigurabilidad de los dispositivos activos.

Además, la búsqueda de soluciones que reduzcan la ocupación del espacio radioeléctrico hace que el diseño de sistemas radiantes con algún tipo de capacidad de control electrónico, sea uno de los desafíos de la comunidad científica en este campo. La reconfigurabilidad multifuncional se obtiene gracias a la capacidad de este tipo de antenas para conmutar entre diferentes formas de funcionamiento, lo que las hace ideales para la optimización del mencionado espacio radioeléctrico.

El uso de antenas activas permite implementar funciones de traslación en frecuencia como pueden ser la multiplicación o la mezcla de señales, las cuales representan soluciones ideales para implementar receptores baratos y de pequeño tamaño a ser empleados por ejemplo en terminales móviles. Sin embargo, en este tipo de estructuras es necesario tener muy en cuenta el rendimiento, ya que la optimización del consumo de potencia de DC aumentará la vida útil de tales sistemas.

En este trabajo se propone un novedoso sistema receptor integrado para aplicaciones móviles, cuyos componentes principales son un radiador y un mezclador no polarizado. La antena impresa, que trabaja en la banda de frecuencias de

1850 MHz, está conectada por uno de sus extremos al puerto RF/FI de un mezclador resistivo subarmónico, ver figura 1. Al ser excitado por una señal de oscilador local (OL) a 920 MHz, traslada la señal incidente a una frecuencia intermedia (FI) de alrededor de 10 MHz. Además de actuar como radiador, la estructura impresa se comporta como filtro, permitiendo la extracción de la señal de FI por su otro extremo así como un rechazo adicional a la componente de OL. La operación sin polarización de continua es posible gracias al empleo de dispositivos PHEMT de enriquecimiento (EPHEMT).

Teniendo en cuenta la descripción del párrafo anterior, en el apartado II se estudiará el filtro/antena utilizado en el receptor, mientras que en el apartado III se discutirán las características del mezclador subarmónico, tanto para su uso en recepción como para su posible empleo en modo transmisor. Finalmente, en el apartado IV se presentarán los resultados de caracterización del sistema receptor completo, incluyéndose la posibilidad de utilizarle mediante control electrónico como transmisor.

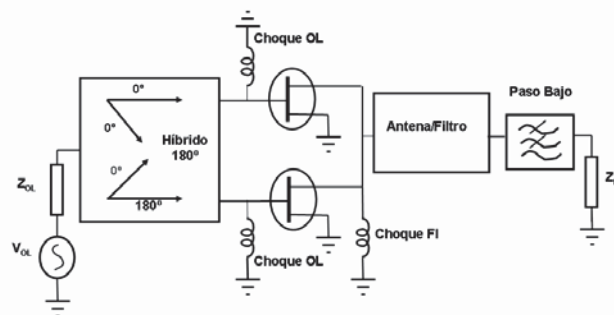


Fig. 1. Esquema del sistema receptor

## II. FILTRO/ANTENA IMPRESA

En la figura 2 se puede observar una fotografía de la antena, en este caso en particular es un array serie de 5 parches impreso sobre un sustrato de Arlon N25 de 0.76 mm de espesor y una constante dieléctrica  $\epsilon_r=3.38$ . Las longitudes de cada sección son aproximadamente  $\lambda/4$  a la frecuencia de 920 MHz, lo cual hace que sea un filtro rechazo de esta banda de frecuencias y un sistema radiante en la banda de 1850 MHz. Como se puede observar en la figura 2, se han conectorizado las dos puertas con el único objetivo

de poder caracterizar la antena de forma independiente, la puerta o extremo A se conectará posteriormente al mezclador subarmónico mientras que la puerta B o puerta de recepción FI se conectará a un filtro pasabajo de tres secciones a componentes discretos. Dicho filtro ha de permitir el paso de la señal de FI, presentando una impedancia de entrada en la banda de 1850 MHz cercana al abierto.

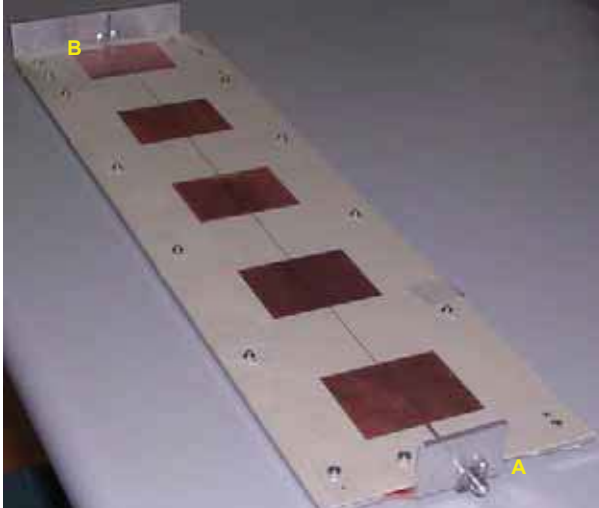


Fig. 2. Fotografía de la antena impresa.

En la figura 3 se puede observar una comparación entre la simulación en el entorno Ensemble de Ansoft y la medida de las pérdidas de retorno de la antena.

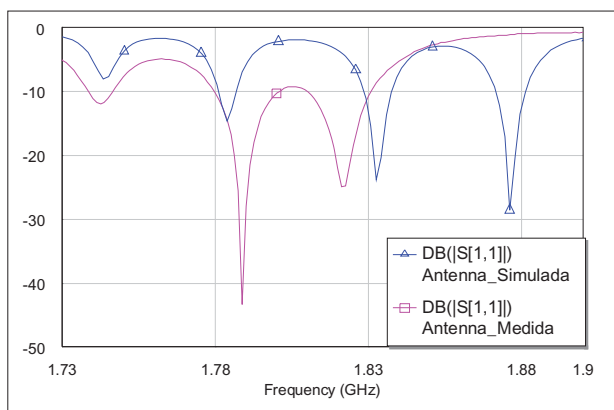
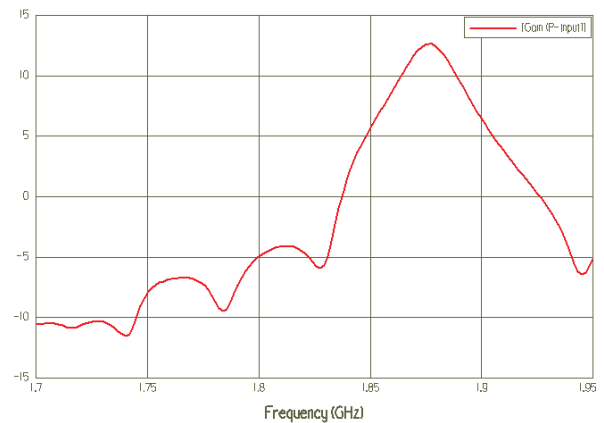


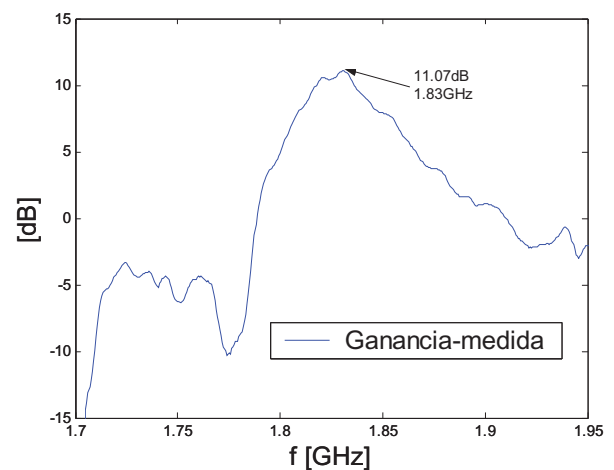
Fig. 3. Medida y simulación de las pérdidas de retorno de la antena.

Como se puede comprobar hay un desplazamiento en la banda de 46 MHz aproximadamente debido a las especiales características tanto de la simulación como de las medidas. Para introducir la antena en el simulador se ha supuesto un circuito abierto justo a la salida en la puerta B, que es lo que debiera ver si se conecta directamente el filtro pasabajo anteriormente mencionado. Sin embargo, observando la fotografía de la figura 2, en la puerta B existe una línea de 50  $\Omega$  de 3 mm de largo, además de la necesaria conexión entre los dos circuitos. Esto hace que la señal de RF recibida no vea exactamente un circuito abierto como se había introducido en el simulador.

Este mismo desplazamiento se puede observar en la simulación y medida de la ganancia de la antena (figura 4).



(a)



(b)

Fig. 4. (a) Simulación de la ganancia. (b) Caracterización experimental.

Se ha conseguido una ganancia de 11.07 dB, mientras que la previsión era de unos 12.5 dB.

### III. MEZCLADOR SUBARMÓNICO

El mezclador subarmónico resistivo diseñado está basado en la excitación en contrafase con la señal de OL de los terminales de puerta de dos dispositivos pareados, polarizados en frío, y unidos por drenador [5]. De esta forma, se obtiene una conductancia de salida variante en el tiempo al doble de la frecuencia de OL, que permite una conversión eficiente. El circuito mezclador se puede observar en la figura 5.

Los transistores utilizados son dispositivos PHEMT de enriquecimiento, que normalmente no conducen y cuya tensión de threshold es ligeramente positiva. En este caso se seleccionó el transistor ATF54143 de Agilent Semiconductors.

En un mezclador FET resistivo, la campana de las pérdidas de conversión alcanza su valor mínimo al valor de la tensión de pinch-off o threshold para niveles de OL pequeños, abriéndose y desplazándose ligeramente hacia tensiones más pequeñas cuando la potencia de OL se incrementa. Esta característica ha permitido el diseño de mezcladores resistivos a EPHEMT sin polarización, simplemente balanceados [6] o subarmónicos [7].

La figura 5a muestra el detalle de la parte superior del circuito implementado. La señal de OL se introduce en un

balun, referencia 3A425 de la casa Anaren, cuyas salidas 0/180° se unen a las puertas de los dos transistores. Los drenadores están unidos entre sí en la puerta RF/IF que es la que se unirá a la antena.

Este circuito se ha diseñado de forma que pueda funcionar como mezclador resistivo en modo descendente (el utilizado en el receptor que aquí se propone), así como mezclador activo por puerta en modo ascendente (de manera de poder emplearle en el futuro también como transmisor).

#### A. Conversor Descendente

El circuito, tal y como se observa en la cara de la figura 5a, funcionará como conversor descendente de tipo resistivo. En efecto, la señal de RF que viene de la antena y cuya frecuencia está en los alrededores del doble de la frecuencia de OL, entra por la puerta RF/IF hacia los drenadores de los transistores, obteniéndose la señal FI resultante de la mezcla por la misma puerta. En este caso la alimentación de las puertas se mantiene a 0 V con los drenadores sin alimentar.

#### B. Conversor Ascendente

Como se ha comentado anteriormente, este mismo circuito puede funcionar como conversor ascendente de tipo activo si se quiere que el sistema se reconfigure como transmisor. En este caso habría que alimentar los drenadores de los transistores, manteniendo las puertas a 0 V. Se aseguraría así una variación importante de la transconductancia, y con ello ganancia de conversión.

En la figura 5b se observa la cara inferior con el detalle de la entrada de FI. Esta señal, gracias a un transformador híbrido, se divide en fase y se introduce en las dos puertas mediante una conexión con la parte superior. La componente resultante de su batimiento con el doble de la frecuencia de OL se extraerá por drenador y se enviará hacia la antena (puerta RF/IF de la figura 5a y puerta RF de la figura 5b).

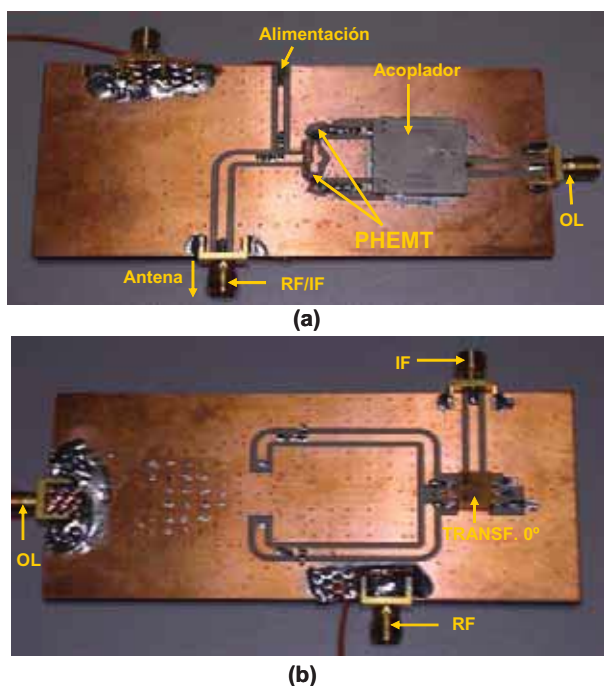


Fig. 5. Mezclador subarmónico: (a) Cara superior. (b) Cara inferior

Esto significa que, mediante un conmutador 0 a Vds voltios, manteniendo la puerta con alimentación nula,

podemos reconfigurar el sistema para su funcionamiento en recepción y transmisión.

#### C. Caracterización experimental

Lo que se ha hecho en primer lugar, para caracterizar el mezclador subarmónico de la figura 5, ha sido la medida de las pérdidas de conversión en modo resistivo en función de la potencia de OL para una potencia de RF dada (-20 dBm en este caso). Estas medidas se pueden observar en la figura 6, donde las mínimas pérdidas, 5.6 dB, se obtienen para una potencia de OL de 7 dBm.

La gráfica de la figura 6 ha sido obtenida para una frecuencia de OL de 920 MHz y una frecuencia de RF de 1850 MHz por lo que la frecuencia FI medida ha sido a la frecuencia de 10 MHz.

En la figura 7 se representan las medidas de la potencia de FI en función de la potencia de RF para la potencia de OL óptima, 7 dBm, empleando las mismas frecuencias. Podemos observar que las pérdidas de conversión se mantienen constantes en torno a 5.6 dB hasta alcanzar la saturación (potencia de RF alrededor de -2 dBm).

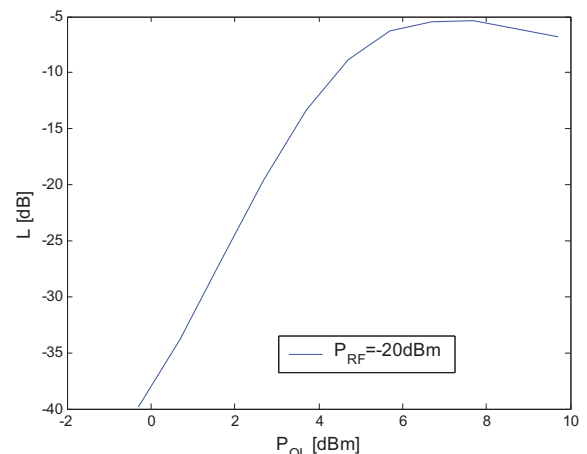


Fig. 6. Pérdidas de conversión en función de la potencia de OL.

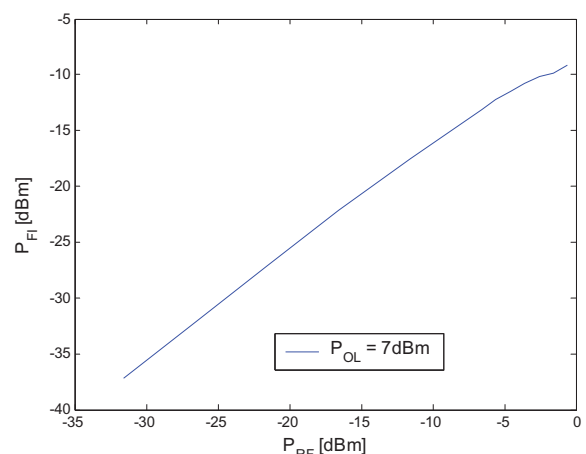


Fig. 7.  $P_{FI}$  en función de  $P_{RF}$  para  $P_{OL} = 7$  dBm.

La caracterización como conversor ascendente (mezclador activo por puerta) se efectuó alimentando los drenadores de los transistores con una tensión de 3 V y manteniendo las puertas a 0 V. Esto significa que tenemos el transistor polarizado en corte, pero en la zona de saturación.

En la figura 8 se ha representado la potencia de RF a la misma frecuencia de 1850 MHz en función de la potencia de

la señal de FI de 10 MHz aplicada, manteniendo el OL a 920 MHz y una potencia fija de 3 dBm.

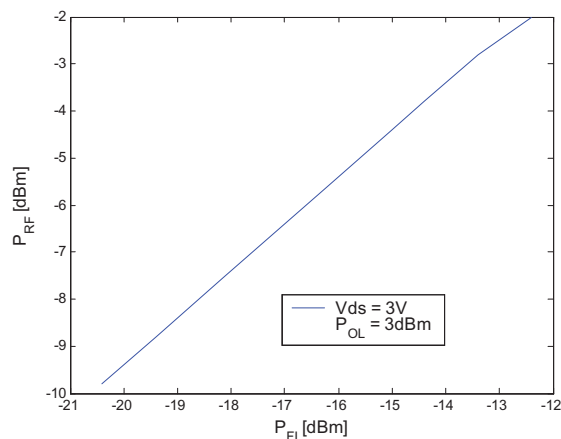


Fig.8.  $P_{RF}$  en función de  $P_{FI}$  para  $P_{OL} = 3$  dBm.

Como era de esperar, en vez de pérdidas de conversión, obtenemos una ganancia constante de 10.6 dB, lo que le hace un sistema de gran utilidad para trabajar como transmisor.

#### IV. CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA RECEPTOR COMPLETO

Como se ha comentado anteriormente, el sistema receptor completo (ver figura 1) se compone del mezclador subarmónico de la figura 5 al que se le ha conectado, en la puerta RF/IF, la antena de la figura 2. Esta conexión se efectúa por la puerta A.

En la puerta B se ha colocado un filtro paso bajo con componentes discretos cuya misión es asegurar un circuito abierto a la frecuencia de RF con mínimas pérdidas de inserción a la frecuencia de FI. Debido a los problemas discutidos en el apartado II, y tal y como se puede observar en la figura 3, hay un pequeño desplazamiento en frecuencia que determina unas pérdidas de retorno a RF de sólo 10 dB.

En la figura 9 se representa el sistema de medida en radiación del sistema receptor completo. Consta de un generador que nos proporciona la potencia de RF, conectado a una antena patrón de 7.6 dBi de ganancia y el sistema receptor. La distancia se seleccionó igual a 6 m, garantizando operación en campo lejano, y se utilizó una potencia de OL de 7 dBm.

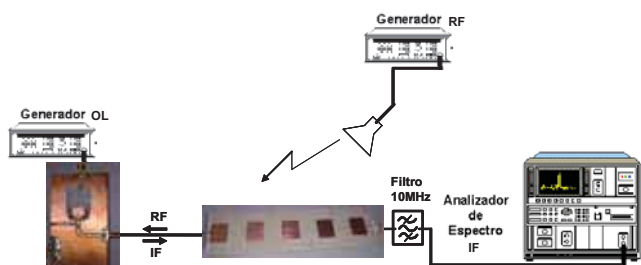


Fig.9. Diagrama del sistema de medida en radiación

En estas condiciones, se estimó unas pérdidas de conversión isotrópicas (pérdidas de conversión si la antena fuese un radiador isotrópico [8]) de unos -4.47 dB, lo cual es alrededor de 1 dB menor que lo que cabría esperar teniendo en cuenta la ganancia de la antena y las pérdidas de conversión del mezclador.

#### V. CONCLUSIONES

Se ha propuesto un receptor integrado sin polarización para aplicaciones móviles. Basándose en las características especiales de los transistores E-PHEMT, se ha implementado un mezclador subarmónico y se ha integrado con un antena especialmente diseñada para, además de su propia naturaleza radiante, presentase un comportamiento como filtro paso bajo. Se ha caracterizado experimentalmente cada una de las partes del receptor, así como el sistema completo, mostrando un más que prometedor comportamiento.

Por último, se ha apuntado la posibilidad de reconfigurar dicho sistema para su funcionamiento como transmisor, de una forma sencilla, añadiendo simplemente una tensión en los drenadores de los transistores.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Educación y Ciencia (MEC) a través de los proyectos TEC2005-07985-C03-01/TCM y TEC2004-06451-C05-02, y al Ministerio de Asuntos Exteriores (MAEC) a través del PCI-121-04-R-E. Este trabajo también es fruto de la colaboración entre instituciones dentro de la Red de Excelencia TARGET del 6<sup>to</sup> Programa Marco, y de la Unidad Asociada formada por la Universidad de Cantabria y el CSIC (IFA).

#### REFERENCIAS

- [1] R. Y. Miyamoto, K. M. Leong, S. Jeon, Y. Wang, Y. Qian, T. Itoh, "Digital Wireless Sensor Server Using an Adaptive Smart-Antenna/Retrodirective Array", *IEEE Trans. Vehicular Technology*, Vol. 52, N° 5, Sept. 2003.
- [2] K. M. Leong, T. Itoh, "Advanced and Intelligent RF Front End Technology", *IEICE Trans. Electronics*, Vol. E87-C, N° 9, pp.1495-1502, Sept. 2004.
- [3] J. Birkeland, T. Itoh, "Planar FET Oscillators Using Periodic Microstrip Patch Antennas", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 37, N° 8, pp. 1232-1236, Aug. 1989.
- [4] J. Birkeland, T. Itoh, "FET-Based Planar Circuits for Quasi-Optical Sources and Transceivers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 37, N° 9, pp. 1452-1459, Sept. 1989.
- [5] S. A. Maas, *The RF and Microwave Circuit Design Handbook*, Boston: Artech House, 1998.
- [6] J. A. García, E. Malaver, L. Cabria, C. Gómez, "Mezcladores Simplemente Balanceados Usando un Dispositivo E-PHEMT sin Polarización", *XVIII Simposio Nacional de la URSI*, A Coruña, 2003.
- [7] A. de Diego, J. A. García, and A. Mediavilla, "A Retrodirective Array using Unbiased Subharmonic Resistive Mixers," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, Philadelphia, 2004, pp. 1249-1252.
- [8] K. D. Stephan, T. Itoh, "A Planar Quasi-Optical Subharmonically Pumped Mixer Characterized by Isotropic Conversion Loss," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 32, N° 1, pp. 97-102, Jan. 1984.